

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-181611

(43)Date of publication of application : 11.07.1997

(51)Int.Cl.

H03M 7/30
 G10L 7/04
 G10L 9/16
 G10L 9/18
 // H03M 1/12

(21)Application number : 07-350138

(71)Applicant : NEC CORP

(22)Date of filing : 23.12.1995

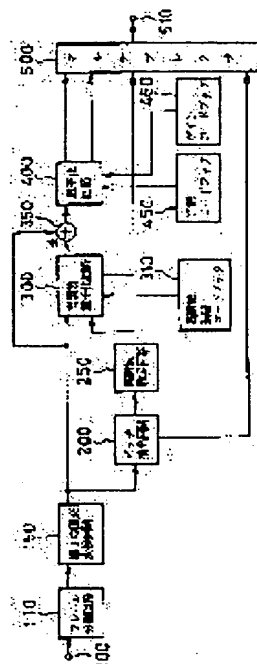
(72)Inventor : OZAWA KAZUNORI

(54) SIGNAL CODER AND ITS METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain excellent sound quality even at a low bit rate of a voice or music signal.

SOLUTION: A 1st orthogonal transformation circuit 150 applies orthogonal transformation to a received signal, a pitch extract circuit 200 uses an output coefficient of the 1st orthogonal transformation circuit to extract a pitch frequency. A harmonic estimate circuit 250 uses the pitch frequency to estimate location of a harmonic in the orthogonal transformation output coefficient and a harmonic quantization circuit 300 quantizes at least one or the output coefficient at the estimated harmonic location and a quantization circuit 400 quantizes the result of eliminating an output of the harmonic quantization circuit 400 from the output coefficient of the 1st orthogonal transformation circuit 150.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 23.12.1995

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the
 examiner's decision of rejection or application
 converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2778567

[Date of registration] 08.05.1998

[Number of appeal against examiner's decision of
 rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision
 of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-181611

(43) 公開日 平成9年(1997)7月11日

| (51) Int.Cl. ⁸ | 識別記号 | 庁内整理番号 | F I | 技術表示箇所 |
|-----------------------------|------|---------|--------------|--------|
| H 0 3 M 7/30 | | 9382-5K | H 0 3 M 7/30 | A |
| G 1 0 L 7/04 | | | G 1 0 L 7/04 | B |
| | | | 9/16 | |
| | | | 9/18 | E |
| // H 0 3 M 1/12 | | | H 0 3 M 1/12 | Z |
| 審査請求 有 請求項の数16 F D (全 24 頁) | | | | |

(21) 出願番号 特願平7-350138

(22) 出願日 平成7年(1995)12月23日

(71) 出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72) 発明者 小澤 一範

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

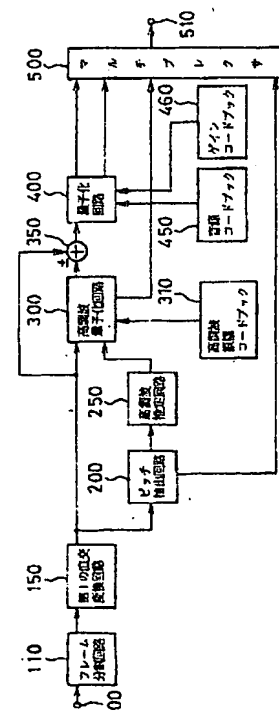
(74) 代理人 弁理士 加藤 朝道

(54) 【発明の名称】 信号符号化装置及び方法

(57) 【要約】

【課題】 音声あるいは音楽信号に対して、低ビットレートでも良好な音質の得られる信号符号化装置の提供。

【解決手段】 第1の直交変換回路(150)は入力した信号を直交変換し、ピッチ抽出回路(200)は、第1の直交変換回路の出力係数を用いてピッチ周波数を抽出し、高調波推定回路(250)は、ピッチ周波数を用いて前記直交変換出力係数上での高調波位置を推定し、高調波量子化回路(300)は、推定された高調波位置における前記出力係数を少なくとも一つ以上まとめて量子化し、量子化回路(400)は、第1の直交変換回路の出力係数から前記高調波量子化回路の出力を除いた結果を量子化する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力した信号又は該信号に由来する信号を直交変換する第1の直交変換回路と、
前記第1の直交変換回路からの出力係数を用いてピッチ周波数を抽出するピッチ抽出回路と、
前記ピッチ周波数を用いて前記出力係数上における高調波位置を推定する高調波推定回路と、
推定された前記高調波位置における前記出力係数を少なくとも1つ以上まとめて量子化する高調波量子化回路と、
前記第1の直交変換回路の出力係数から前記高調波量子化回路からの出力を除いた結果を量子化する量子化回路と、
を含むことを特徴とする信号符号化装置。

【請求項2】 前記ピッチ抽出回路が、前記第1の直交変換回路からの前記出力係数に代わって、前記入力した信号又は該信号に由来した信号から求めた相関関数を用いてピッチ周波数を求めることを特徴とする請求項1記載の信号符号化装置。

【請求項3】 前記高調波量子化回路が、推定された高調波位置における前記出力係数の極性を少なくとも1つ以上まとめて量子化することを特徴とする請求項1記載の信号符号化装置。

【請求項4】 入力した信号又は該信号に由来する信号を直交変換する第1の直交変換回路と、
前記信号からスペクトルパラメータを求めて量子化するスペクトルパラメータ量子化回路と、
前記量子化したスペクトルパラメータから聴感重み付けフィルタのインパルス応答を求めるインパルス応答計算回路と、
前記インパルス応答又は前記インパルス応答に由来する信号を直交変換する第2の直交変換回路と、
前記第1の直交変換回路からの出力係数を用いてピッチ周波数を抽出するピッチ抽出回路と、
前記ピッチ周波数を用いて前記出力係数上における高調波位置を推定する高調波推定回路と、
推定された高調波位置における前記第1の直交変換回路からの前記出力係数を少なくとも1つ以上まとめて前記第2の直交変換回路からの出力係数を用いて量子化する高調波量子化回路と、
前記第1の直交変換回路からの前記出力係数から前記高調波量子化回路の出力を除いた結果を前記第2の直交変換回路の出力係数を用いて量子化する量子化回路と、
を含むことを特徴とする信号符号化装置。

【請求項5】 前記ピッチ抽出回路が、前記第1の直交変換回路からの前記出力係数に代わって、前記入力した信号又は該信号に由来した信号から求めた相関関数を用いてピッチ周波数を求めることを特徴とする請求項4記載の信号符号化装置。

【請求項6】 前記高調波量子化回路が、推定された高調

波位置における前記出力係数の極性を少なくとも1つ以上まとめて量子化することを特徴とする請求項4記載の信号符号化装置。

【請求項7】 入力した信号もしくは該信号に由来する信号を直交変換する第1の直交変換回路と、
前記第1の直交変換回路の出力係数を用いてピッチ周波数を抽出するピッチ抽出回路と、
前記ピッチ周波数を用いてパルスを繰り返しながら第1のパルスを探索すると共に、前記ピッチ周波数を用いずに第2のパルスを探索するパルス探索回路と、
前記第1のパルスと第2のパルスのうち前記第1の直交変換回路からの出力係数を良好に表すものを選択する選択回路と、
前記パルスの振幅を少なくとも1つ以上まとめて量子化するパルス量子化回路と、
前記第1の直交変換回路からの出力係数から前記パルス量子化回路の出力を除いた結果を量子化する量子化回路と、
を含むことを特徴とする信号符号化装置。

【請求項8】 前記ピッチ抽出回路が、前記第1の直交変換回路からの前記出力係数に代わって、前記入力した信号又は該信号に由来した信号から求めた相関関数を用いてピッチ周波数を求めることを特徴とする請求項7記載の信号符号化装置。

【請求項9】 前記ピッチ抽出回路が、ピッチを抽出した際に入力信号の有声無声判別を行ない判別情報を出力し、
前記パルス探索回路において、前記判別情報に応じて前記第1のパルスと第2のパルスを切替えて探索することを特徴とする請求項8記載の信号符号化装置。

【請求項10】 前記パルス量子化回路が、パルスの極性を少なくとも1つ以上まとめて量子化することを特徴とする請求項7記載の信号符号化装置。

【請求項11】 入力した信号又は前記信号に由来する信号を直交変換する第1の直交変換回路と、
前記信号からスペクトルパラメータを求めて量子化するスペクトルパラメータ量子化回路と、
前記量子化したスペクトルパラメータから聴感重み付けフィルタのインパルス応答を求めるインパルス応答計算回路と、
前記インパルス応答又は前記インパルス応答に由来する信号を直交変換する第2の直交変換回路と、
前記第1の直交変換回路の出力係数を用いてピッチ周波数を抽出するピッチ抽出回路と、
前記ピッチ周波数を用いてパルスを繰り返しながら第1のパルスを探索しさらに前記ピッチ周波数を用いずに第2のパルスを探索するパルス探索回路と、
前記第1のパルスと第2のパルスの内で第1の直交変換回路の出力係数を良好に表すものを選択する選択回路と、

前記パルスの振幅を少なくとも1つ以上まとめて量子化する高調波量子化回路と、

前記第1の直交変換回路の出力係数から前記高調波量子化回路の出力を除いた結果を第2の直交変換回路の出力係数を用いて量子化する量子化回路と、
を含むことを特徴とする信号符号化装置。

【請求項12】前記ピッチ抽出回路が、前記第1の直交変換回路からの前記出力係数に変わって、前記入力した信号もしくは該入力信号に由来する信号から求めた相関関数を用いてピッチ周波数を求めることを特徴とする請求項1記載の信号符号化装置。

【請求項13】前記ピッチ抽出回路が、ピッチを抽出した際に入力信号の有声無声判別を行ない判別情報を出力し、

前記パルス探索回路において、前記判別情報に応じて第1のパルスと第2のパルスを切替えて探索することを特徴とする請求項12記載の信号符号化装置。

【請求項14】前記高調波量子化回路が、パルスの極性を少なくとも1つ以上まとめて量子化することを特徴とする請求項11記載の信号符号化装置。

【請求項15】(a)入力信号を直交変換して得られる出力係数を用いてピッチ周波数を抽出し、

(b)抽出されたピッチ周波数を用いて前記変換係数上の高調波位置を推定し、

(c)前記入力信号の前記直交変換による出力係数と、前記高調波位置での前記出力係数を少なくとも1つ以上をまとめて量子化した結果と、の差分を求め、

(d)上記差分を量子化すること、
ことを特徴とする信号の符号化方法。

【請求項16】(a)入力信号を直交変換して得られる出力係数からピッチ周波数を抽出し、

(b)抽出されたピッチ周波数を用いてパルスを繰り返してたてながら予め定められた個数のパルスを求めて第1の歪みを計算し、

(c)前記ピッチ周波数を用いずにパルスをたてて第2の歪みを求め、

(d)前記第1の歪みと前記第2の歪みを比較し小さい方のパルス列を選択し、

(e)前記パルスの振幅を少なくとも1つ以上まとめて量子化し、

(f)前記入力信号を直交変換して得られた前記出力係数から前記パルスを量子化した結果を差分した結果を量子化する、

ことを特徴とする信号の符号化方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は信号符号化装置に関し、特に音声信号あるいは音楽信号を低いビットレートで高品質に符号化する符号化装置に適用して好適な信号符号化装置及び方法に関する。

【0002】

【従来の技術】音声あるいは音楽信号を周波数軸上で高能率に符号化する従来の方式として、例えば、T. Moriya氏らによる論文(T. Moriya, et al., "Transform coding of speech using a weighted vector quantizer", IEEE JSAC, vol. 6, no. 2, pp. 425-431, 1988, 「文献1」という)や、N. Iwakami氏らによる論文(N. Iwakami, et al., "High-quality audio-coding at less than 64 kbit/s by using transform-domain weighted interleaved vector quantization (TWINVQ)", IEEE Proc. ICASSP, pp. 3095-3098, 1995, 「文献2」という)等が知られている。

【0003】これらの文献に記載された方法はいずれも、音声あるいは音楽信号をN点のDCT(Discrete Cosine Transform: 離散コサイン変換)を用いて直交変換し、DCT係数を予め定められた点数M($M \leq N$)毎に分割し、M点毎にコードブック(符号帳)を用いてベクトル量子化している。なお、ベクトル量子化は、周知の通り、複数のサンプル値(波形又はスペクトル包絡等)をセットとして1組のベクトルとし、コードブックに蓄えられている複数のベクトルの中から歪みが最小となるコードを選択し、そのコード番号を符号化するものである。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記従来の方法には次のような問題点がある。

【0005】すなわち、上記従来の方法においては、ビットレートが比較的高い場合には、比較的良好な音質を提供できるが、伝送ビットレートが低下すると音質が劣化してくる。この主な原因は、特に、少ない量子化ビット数のベクトル量子化では、DCT係数のハーモニクス成分(高調波成分)を、良好に表すことができないことに起因している。

【0006】次に、ベクトル量子化の性能を上げるために、分割点数Mを大きくすると、ベクトル量子化器のビット数が増え、ベクトル量子化に必要な演算量が指数的に増大するという問題がある。

【0007】従って、本発明の目的は、上記した従来技術の問題点を解消し、ビットレートが低い場合にも、比較的少ない演算量で音質の劣化の少ない信号符号化方式を提供することにある。

【0008】

【課題を解決するための手段】前記目的を達成するため本発明は、入力した信号又は該信号に由来する信号を直交変換する第1の直交変換回路と、前記第1の直交変換回路からの出力係数を用いてピッチ周波数を抽出するピッチ抽出回路と、前記ピッチ周波数を用いて前記出力係数上での高調波位置を推定する高調波推定回路と、推定された前記高調波位置における前記出力係数を少なくとも1つ以上まとめて量子化する高調波量子化回路と、前

記第1の直交変換回路の出力係数から前記高調波量子化回路の出力を除いた結果を量子化する量子化回路と、を含むことを特徴とする信号符号化装置を提供する。

【0009】

【作用】本発明の原理・作用を以下に詳細に説明する。

【0010】請求項1に係る発明は、まず入力信号を直交変換する。以下では、直交変換として好ましくはDCT変換を用いることとし、i番目のDCT係数を $X(i)$ とする。

【0011】次に、このDCT係数を用いてピッチ周波数を抽出し、抽出されたピッチ周波数を用いてDCT係数上の高調波位置を推定する。これには、例えば次式(1)を用いることができる。

【0012】

$$L_q = q f_0 / \Delta, \quad \text{但し、} q \text{ は整数} \quad \dots (1)$$

【0013】ここで、 f_0 は抽出されたピッチ周波数、 Δ はDCT係数の周波数軸上の刻み幅を示し、次式(2)で表される。

$$\Delta = f_s / N \quad \dots (2)$$

【0015】上式(2)において、 f_s は入力信号の標本化周波数、 N はDCT変換のサンプル点数である。

【0016】例えば、入力信号の標本化周波数 f_s が16kHz、DCT変換のサンプル数 N が160のときは、DCT係数の周波数軸上の刻み幅(分解能) Δ は50Hzとなる。

【0017】そして、上式(1)の L_q が推定されたq番目の高調波位置である。

【0018】次に、この高調波位置でのDCT係数 $X(L_q)$ の振幅を、少なくとも1つ以上まとめて量子化し、量子化結果を $X'(L_q)$ とする。

【0019】次に、上記DCT係数とこの量子化結果との差分を求め、この差分を量子化する。

【0020】このように構成したことにより、本発明は、高調波成分を良好に表すことができる。

【0021】本発明においては、好ましくは、ピッチ周波数を、時間軸上の入力信号又は入力信号から由来した信号から相関分析により求めるものである。

【0022】また、本発明は、高調波位置でのDCT係数の振幅ではなくて、極性を少なくとも1つ以上まとめて

て量子化するようにしてもよい。

【0023】さらに、本発明の第2の視点として、請求項4に係る発明は、上記請求項1に係る発明において、入力信号からスペクトル包絡を表すスペクトルパラメータを求め量子化する。量子化したスペクトルパラメータから聴感重み付けフィルタのインパルス応答を求め、このインパルス応答もしくはこれに由来した信号をもとにDCT変換を施し(第2の直交変換)、係数 ω_i を求める。

【0024】また、量子化したスペクトルパラメータを用いて入力信号に逆フィルタ処理を施し、入力信号に由来した信号として逆フィルタ出力信号を求める。さらに逆フィルタ出力信号をDCT変換する(第1の直交変換)。

【0025】そして、第1の直交変換の出力係数(DCT係数)と高調波成分との差分を量子化する際に、 ω_i による重み付け距離尺度を用いて量子化を行なう。

【0026】この場合、ピッチ周波数は、時間軸上の入力信号もしくは入力信号から由来した信号から相関分析により求められる。

【0027】また、本発明は、高調波位置でのDCT係数の振幅ではなくて、極性を少なくとも1つ以上まとめて量子化する。

【0028】そして、本発明の第3の視点として、請求項7に係る発明は、パルス探索回路及び選択回路において、入力信号のDCT変換係数からピッチ周波数を求め、このピッチ周波数を用いてパルスを繰り返してたたながら(第1のパルス)、予め定められた個数 K のパルスを求めて歪み D_1 を計算し、ピッチ周波数を用いずにパルスをたたて(第2のパルス)求めた歪み D_2 とを比較し、小さい方のパルス列を選択する点を特徴としたものである。

【0029】ここで、第1のパルスの場合の歪み D_1 を次式(3)に示す。次式(3)においては、歪み評価の距離尺度として2乗距離を用いているが、これ以外にも別の尺度を用いてもよい。

【0030】

【数1】

$$D_1 = \sum_{i=0}^{M-1} \left[X(i) - \sum_{k=1}^K A_k \delta(n - m_k - L_q) \right]^2 \quad \dots (3)$$

【0031】上式(3)において、 M 、 A_k 、 m_k 、 K はそれぞれ、歪みを評価する区間長、 k 番目のパルスの振幅、 k 番目のパルスの位置、評価区間内でのパルスの個数を示す。

$$D_2 = \sum_{i=0}^{M-1} \left[X(i) - \sum_{k=1}^K A_k \delta(n - m_k) \right]^2 \quad \dots (4)$$

【0034】そして、歪み D_1 と D_2 を比較し、小さい方

を選択する。

【0032】第2のパルスの場合の歪み D_2 を次式(4)に示す。

【0033】

【数2】

【0035】次に選択されたパルスの振幅 A_k を少なくとも1つ以上まとめて量子化する。

【0036】なお、本発明は、入力信号もしくは入力信号に由来した信号から相関関数を求めピッチ周波数を求める。

【0037】請求項9に係る発明は、ピッチを抽出した際に、入力信号の有声・無声判別を行ない、判別情報を出力する。パルス探索回路では、判別情報をもとに、有聲の場合は、第1のパルスを探査し、無聲の場合は第2のパルスを探査する。

【0038】本発明は、パルスの振幅ではなく、極性 $\text{sign}(A_k)$ を少なくとも1つ以上まとめて量子化する。

【0039】次に、請求項11に係る発明と、請求項7に係る発明との違いを次に示す。

【0040】入力信号からスペクトル包絡を表すスペクトルパラメータを求め量子化する。量子化したスペクトルパラメータから聴感重み付けフィルタのインパルス応答を求め、前記インパルス応答もしくはインパルス応答に由来した信号をもとにDCT変換を施し、 $\omega(i)$ を求める。

【0041】パルス探索を行なう際に、 $\omega(i)$ による重み付け距離尺度を用いて量子化を行なう。

【0042】また、DCT係数と高調波成分との差分を量子化する際に、 $\omega(i)$ による重み付け距離尺度を用いて量子化を行なう。

【0043】請求項12に係る発明は、請求項11に係る発明のピッチ抽出回路において、入力信号もしくは入力信号に由来した信号から相関関数を求めピッチ周波数を求める。

【0044】請求項13に係る発明は、請求項12に係る発明において、ピッチを抽出した際に、入力信号の有声・無声判別を行ない、判別情報を出力する。パルス探索回路では、判別情報をもとに、有聲の場合は、第1のパルスを探査し、無聲の場合は第2のパルスを探査する。

【0045】請求項14に係る発明では、請求項11に係る発明において、パルスの振幅ではなく、極性 $\text{sign}(A_k)$ を少なくとも1つ以上まとめて量子化する。

【0046】以上の通り、本発明は、入力信号もしくは

$$R(j) = \sum_{i=0}^{M-1-j} X(i)X(i+j), \quad j = Q_1, \dots, Q_2 \quad \dots(5)$$

【0054】上式(5)において、 Q_1 、 Q_2 は、ピッチ周波数探索の下限、上限をそれぞれ表す。

【0055】そして、 $R(j)/R(0)$ を最大とする j がピッチ周波数に相当する周波数間隔となる。

$$R(j) = \left[\sum_{i=Q_1}^{M-1} X(i)X(i+j) \right]^2 / \sum_{i=Q_1}^{M-1} X^2(i-j), \quad j = Q_1, \dots, Q_2 \quad \dots(6)$$

【0058】この場合は、 $R(j)$ を最大とする j がピッ

これに由来した信号の直交変換に対して、高調波位置を予め推定して高調波振幅を量子化するか、あるいは高調波振幅をパルスで表してパルス振幅を量子化し、これを前記直交変換から除いた成分を量子化する構成とし、直交変換係数のハーモニクス成分を良好に表すことを可能としたものである。

【0047】そして、本発明によれば、音質的に重要なハーモニクス成分を除いた成分を量子化するため、量子化のビット数の低減を可能とする。このため、ビットレートを低減化しても、従来方式と比べ、良好な音質を提供することができる。さらに、本発明によれば、量子化をハーモニクス成分とそれ以外の量子化に分解することで、各々の量子化ビット数を比較的少ない値にすることが可能となり、このため演算量を比較的少ない値に抑えることができる。

【0048】

【発明の実施の形態】本発明の実施の形態を図面を参照して以下に詳細に説明する。

【0049】

【実施形態1】図1は、本発明の一実施形態に係る音声符号化装置の構成を示すブロック図である。

【0050】図1を参照して、入力端子100から信号を入力し、フレーム分割回路110は予め定められた点数 N 毎のフレームに分割する。

【0051】第1の直交変換回路150は、フレーム分割された信号 $x(n)$ に対して直交変換を施す。以下では、直交変換の一例としてDCT変換を用いる。なお、DCT変換の詳細については、J. Triboletらによる“Frequency domain coding of speech”と題した論文(IEEE Trans. ASSP, vol. ASSP-27, pp. 512-530, 1979)(文献3)等を参照できるので、説明は省略する。

【0052】ピッチ抽出回路200は、DCT係数 $X(i)$ ($i=0, \dots, N_1$)から、相関関数を求めてピッチ周波数の抽出を行なう。なお、相関関数は例えば次式(5)により求められる。

【0053】

【数3】

【0056】ピッチ周波数の抽出において、別の方法として、次式(6)を用いることもできる。

【0057】

【数4】

チ周波数に相当する周波数間隔となる。なお、ここでは

jは整数値として説明したが、小数値をとることもできる。

【0059】小数ピッチ周波数の求め方は、例えば、P. Kroonらによる、“Pitch predictors with high temporal resolution”と題した論文（IEEE Proc. ICASSP, pp.661-664, 1990年）（文献4）等を参照することができる。

【0060】高調波推定回路25は、上式（1）において、 f_0/Δ の代わりにjを用いて高調波位置 L_q を求める。

$$D_k = \sum_{q=1}^K [X(L_q) - \beta c_{hk}(q)]^2, \quad k=0, \dots, 2^B-1 \quad \dots(7)$$

【0063】上式（7）において、 β は最適ゲインである。Bは高調波振幅コードブックのビット数を示す。なお、上式（7）では、距離尺度として2乗距離を用いたが、他の周知な距離尺度を用いることもできる。

【0064】量子化の後、次式（8）により高調波を復元する。

$$v(L_q) = \beta c_{hk}(q) \quad \dots(8)$$

【0066】さらに、選択された高調波振幅コードベクトルを示すインデクスをマルチプレクサ500に出力する。

【0067】減算器350は、次式（9）に従い減算処理を行なう。

$$D_k = \sum_{i=0}^{N-1} [e(i) - r_k c_{ek}(i)]^2 \quad \dots(10)$$

【0071】上式（10）において、 $c_{ek}(i)$ 、 r_k は、それぞれ、k番目の音源コードベクトル、最適音源ゲインを示す。ここで距離尺度としては2乗距離を用いたが、他の周知な尺度を用いることができる。

【0072】次に、選択された音源コードベクトルに対して、次式（11）の歪みを最小化するように、ゲインコードブック460の探索を行なう。

$$D_k = \sum_{i=0}^{N-1} [X(i) - \beta'_k c_{hk}(q) - r'_k c_{ek}(i)]^2 \quad \dots(11)$$

【0074】上式（11）において、 (β'_k, r'_k) は、ゲインコードブック460に格納された2次元ゲインコードベクトルのk番目の要素を示す。

【0075】量子化回路400は、選択された音源コードベクトル、ゲインコードベクトルを示すインデクスをマルチプレクサ500に出力する。

【0076】音源コードブック450、ゲインコードブック460は、好ましくは、多量のトレーニング信号を用いて予め学習しておく。学習法としては、例えば、Linde氏らによる“An algorithm for vector quantization design”と題した論文（IEEE Trans. Commun., pp.84-95, January, 1980）（文献4）等を参照できる。

【0061】高調波量子化回路300は、高調波位置 L_q におけるDCT係数 $X(L_q)$ を少なくとも1つ以上まとめて量子化する。量子化には、高調波振幅コードブック310を用いる。例えばK個の振幅をまとめて量子化するには、高調波振幅コードブック310に予め格納されたコードベクトルに対して次式（7）で与えられる歪みを計算し、歪みを最小化するコードベクトル c_{hk} を選択すれば良い。

【0062】

【数5】

理を行なう。すなわち、導出された高調波についてはDCT係数から差分し、他の係数は元のままとする。

【0068】 $e(i) = X(i)$, ($i \neq L_q$)

$e(L_q) = X(L_q) - \beta c_{hk}(q)$, ($i = L_q$) $\dots(9)$

【0069】量子化回路400は、音源コードブック450及びゲインコードブック460を用いて量子化を行なう。これには、演算量低減化のために、まず、音源コードブック450の探索を次式（10）で与えられる歪みを最小化するように行なう。

【0070】

【数6】

し、次式（11）の歪みを最小化するように、ゲインコードブック460の探索を行なう。

【0073】

【数7】

【0077】

【実施形態2】図2は、本発明の第2の実施形態の構成を示すブロック図である。

【0078】図2を参照して、本実施形態が、図1に示した前記第1の実施形態と相違する点は、ピッチ抽出回路210であるので、以下ではピッチ抽出回路210について説明する。本実施形態においては、ピッチ抽出回路210は、フレーム分割回路110の出力を直接入力している。

【0079】ピッチ抽出回路210においては、入力信号 $x(n)$ を用いて次式（12）で与えられる相関関数を計算する。

【0080】

【数8】

$$R(T) = \sum_{n=0}^{M-1-j} x(n)x(n+T), T=Q_1, \dots, Q_2 \quad \dots(12)$$

【0081】そして、 $R(T)/R(0)$ を最大化する T をピッチ周期として選択する。

(13)を用いることもできる。

【0083】

【0082】ピッチ抽出のための別の方法として次式

【数9】

$$R(T) = \left[\sum_{n=Q_1}^{M-1} x(n)x(n-T) \right]^2 / \sum_{n=Q_1}^{M-1} x^2(n-T), T=Q_1, \dots, Q_2 \quad \dots(13)$$

【0084】そして、上式(13)の $R(T)$ を最大化するピッチ周期 T を選択する。

【0085】ピッチ周期 T を次式(14)によりピッチ周波数 f_0 に変換し、高調波推定回路250に出力する。

$$f_0 = f_s / T \quad \dots(14)$$

【0087】

【実施形態3】図3は、本発明の第3の実施形態の構成を示すブロック図である。図3を参照して、本実施形態

が、図1を参照して説明した前記第1の実施形態と相違する点は、高調波量子化回路320と高調波極性コードブック330である。

【0088】高調波量子化回路320は、次式(15)の歪み D_k を最小化するように、極性のみからなる高調波極性コードベクトル $p_k(q)$ を高調波極性コードブック330から探索する。

【0089】

【数10】

$$D_k = \sum_{q=1}^K [X(L_q) - \beta p_k(q)]^2, k=0, \dots, 2^B-1 \quad \dots(15)$$

【0090】上式(15)において、 B は高調波極性コードブック330のビット数を示す。

【0091】

【実施形態4】図4は、本発明の第4の実施形態の構成を示すブロック図である。

【0092】図4を参照して、フレーム分割回路110の出力を入力とするスペクトルパラメータ計算回路160は、スペクトルパラメータを予め定められた次数(例えば $P=10$ 次)計算する。スペクトルパラメータの計算には、周知のLPC分析や、Burg分析等を用いることができる。ここでは、Burg分析を用いる。なお、Burg分析の詳細については、中溝著による“信号解析とシステム同定”と題した単行本(コロナ社1988年刊)の第82~87頁(文献5)等に記載されているので説明は略する。

【0093】さらに、スペクトルパラメータ計算回路160では、Burg法により計算された線形予測係数 α_i ($i=1, \dots, P$)を、量子化や補間に好適とされるLSP(線スペクトル対)パラメータに変換する。

【0094】ここで、線形予測係数からLSPパラメータへの変換は、菅村他による“線スペクトル対(LSP)音声分析合成方式による音声情報圧縮”と題した論文(電子通信学会論文誌、J64-A、pp.599-606、1981年)(文献6)を参照することができる。

【0095】スペクトルパラメータ量子化回路170は、LSPパラメータを効率的に量子化し、次式(16)で与えられる歪み D_j を最小化する量子化値を出力する。

【0096】

【数11】

$$D_j = \sum_{i=1}^P B(i)[LSP(i) - QLSP(i)_j]^2 \quad \dots(16)$$

【0097】上式(16)において、 $LSP(i)$ 、 $QLSP(i)_j$ 、 $B(i)$ はそれぞれ、量子化前の i 次目のLSP、量子化後の j 番目の結果、重み係数である。

【0098】以下では、量子化法として、ベクトル量子化を用いるものとする。ベクトル量子化の手法は周知の手法を用いることができる。具体的な方法としては、例えば、特開平4-171500号公報(特願平2-297600号)等を参照できるので、ここでは説明は省略する。

【0099】ベクトル量子化して選択したコードベクトルを表すインデックスをマルチプレクサ500へ出力する。

【0100】また、スペクトルパラメータ量子化回路170は、量子化したLSPを線形予測係数 α'_j に変換し、インパルス応答計算回路180と逆フィルタ回路120へ出力する。

【0101】インパルス応答計算回路180は、スペクトルパラメータ量子化回路170から、線形予測係数 α'_j を入力し、 z 変換上の伝達関数が次式(17)で表される聴感重み付けフィルタのインパルス応答 $h(n)$ を予め定められた点数だけ計算する。

【0102】

【数12】

$$W(z) = 1 / \sum_{i=1}^P \alpha_i' \eta^i z^{-i} \quad \dots(17)$$

【0103】上式(17)において、 η は聴感重み付け量を制御する定数で、 $0 \leq \eta \leq 1.0$ に選ぶ。

【0104】さらに、聴感重み付けフィルタのインパルス応答 $h(n)$ から次式(18)に基づき自己相関関数 r

$$r(j) = \sum_{n=0}^{N-1-j} h(n)h(n+j), \quad j=0, \dots, N-1 \quad \dots(18)$$

【0106】インパルス応答計算回路180の出力を入力とする第2の直交変換回路190は、自己相関関数 $r(j)$ ($j=0, \dots, N-1$)を N 点DCT変換し、DCT係数 $\omega(i)$ を求め、高調波量子化回路600、量子化回路700に出力する。

【0107】高調波量子化回路600では、高調波振幅

$$D_k = \sum_{q=1}^K \omega(L_q) [X(L_q) - \beta c_{hk}(q)]^2, \quad k=0, \dots, 2^B-1 \quad \dots(19)$$

【0109】高調波振幅コードブック610は、上式(19)の距離尺度を用いて、予め学習しておく。

【0110】量子化回路700は、次式(20)の重み付け尺度を最小化するように、まず音源コードブック7

$$D_k = \sum_{i=0}^{N-1} \omega(i) [e(i) - r_k c_{ek}(i)]^2 \quad \dots(20)$$

【0112】次に、選択された音源コードベクトル c_{ck} に対し、次式(21)の歪みを最小化するように、ゲインコードブック720の探索を行なう。

$$D_k = \sum_{i=0}^{N-1} \omega(i) [X(i) - \beta_k' c_{hk}(q) - r_k' c_{ek}(i)]^2 \quad \dots(21)$$

【0114】

【実施形態5】図5は、本発明の第5の実施形態の構成を示すブロック図である。

【0115】図5を参照して、本実施形態が、図4を参照して説明した前記第4の実施形態と相違する点は、フレーム分割回路110の出力を直接入力するピッチ抽出回路210であり、この動作は図2を参照して説明した前記第2の実施形態におけるピッチ抽出回路と同一とされ、入力信号からピッチ周期 T を選択し、ピッチ周波数 f_0 を求める。

$$D_k = \sum_{q=1}^K \omega(i) [X(L_q) - \beta p_k(q)]^2, \quad k=0, \dots, 2^B-1 \quad \dots(22)$$

【0118】上式(22)において、 B は、高調波極性コードブックのビット数を示す。

【0119】

【実施形態7】図7は、本発明の第7の実施形態の構成を示すブロック図である。

(j)を計算する。

【0105】

【数13】

コードブック610を用いて次式(19)の重み付け距離尺度 D_k を最小化するように、コードベクトルを探索する。

【0108】

【数14】

10を探索する。

【0111】

【数15】

【0113】

【数16】

【0116】

【実施形態6】図6は、本発明の第6の実施形態の構成を示すブロック図である。図6を参照して、本実施形態においては、高調波量子化回路630は、第2の直交変換回路190の出力である重み係数 $\omega(i)$ を用いて、次式(22)の歪みを最小化するように、極性のみからなる高調波極性コードベクトル $p_k(q)$ を高調波極性コードブック640から探索する。

【0117】

【数17】

【0120】第1の直交変換回路150とピッチ抽出回路200の出力を入力とするパルス探索回路800は、ピッチ抽出回路200からピッチ周波数を入力し、まず、ピッチ周波数だけ離れた位置にパルスを繰り返してたてながら予め定められた個数 K のパルス(第1のパル

ス)を計算する。この探索は、第1のパルスの歪みを表す上式(3)を最小化するように行なう。このときの歪みを D_1 とする。

【0121】次に、ピッチ周波数を用いずに、個数 K のパルス(第2のパルス)を上式(4)を最小化するように求める。このときの歪みを D_2 とする。

【0122】なお、この説明では、パルスの位置は予め限定されていないものとしたが、各パルスの候補位置を、予め定められた個数を限定することにより、パルスの探索時の演算量を低減化し、位置を表すインデクスの伝送情報量を低減することができる。

【0123】一例として、歪みを評価する区間長 $M=4$ 、評価区間内のパルスの個数 $K=5$ とすると、各パルスの位置は以下の表1のように限定できる。

【0124】

【表1】

| | | | | | | | |
|----|----|-----|-----|-----|-----|-----|----|
| 0, | 5, | 10, | 15, | 20, | 25, | 30, | 35 |
| 1, | 6, | 11, | 16, | 21, | 26, | 31, | 36 |
| 2, | 7, | 12, | 17, | 22, | 27, | 32, | 37 |
| 3, | 8, | 13, | 18, | 23, | 28, | 33, | 38 |
| 4, | 9, | 14, | 19, | 24, | 29, | 34, | 39 |

$$D_k = \sum_{q=1}^K [X(m_q) - \beta c_k(q)]^2, \quad k=0, \dots, 2^B-1 \quad \dots(23)$$

【0129】上式(23)において、 m_q は q 番目のパルスの位置である。

【0130】

【実施形態8】図8は、本発明の第8の実施形態の構成を示すブロック図である。図8を参照して、本実施形態は、図7を参照して説明した前記第7の実施形態と、ピッチ抽出回路210が相違しており、このピッチ抽出回路210は、図2を参照して説明した前記第2の実施形態におけるピッチ抽出回路210と同一の動作を行ない、入力信号からピッチ周期 T を選択しピッチ周波数 f_0 を求める。

【0131】

【実施形態9】図9は、本発明の第9の実施形態の構成を示すブロック図である。図9を参照して、ピッチ抽出・判別回路260は、図2のピッチ抽出回路210と同一の方法によりピッチ周期 T を抽出した後に、有声・無声判別を行なうものである。

【0132】例えば上式(12)を用いてピッチ抽出した場合は、次式(24)に従いピッチゲイン G を求める。

【0133】

【0125】このように限定すると各パルスの位置は3ビットで表すことができ、5パルス全体で15ビットで表すことができる。すなわち、表1において3ビットで行分について8個の要素(その値がパルス位置を示している)を指示し、全体で5行であるため15ビットで済む。

【0126】選択回路810は、歪み D_1 と D_2 とを比較し、小さい方を選択し、選択した方のパルスの位置をパルス量子化回路820に出力する。また、選択回路810はパルスの位置を表すインデクスをマルチプレクサ500に出力する。

【0127】パルス量子化回路820は、パルス振幅コードブック830を用いて、次式(23)を最小化するように、パルス振幅コードベクトル $c_k(q)$ を探索し、パルス振幅を量子化する。

【0128】

【数18】

$$G = R(0) / [R(0) - R^2(T)] \quad \dots(24)$$

【0134】また、例えば、上式(13)を用いてピッチ抽出した場合は、次式(25)に従いピッチゲイン G を求める。

【0135】

$$G = R(0) / [R(0) - R(T)] \quad \dots(25)$$

【0136】そして、ピッチゲイン G が予め定められたしきい値を越える場合に有声と判別し、判別情報をパルス探索回路850、マルチプレクサ500に出力する。また、ピッチ周波数をピッチ間隔に変換した値をパルス探索回路850、マルチプレクサ500に出力する。

【0137】パルス探索回路850は、有声・無声の判別情報に従い、有声のときは、ピッチ周波数だけパルスを繰り返しながら、個数 K の第1のパルスを上式(3)に従い探索し、無声部では、ピッチ周波数を用いずに、上式(4)を用いて、個数 K の第2のパルスを探索する。

【0138】さらに、パルス探索回路850は、パルスの位置をパルス量子化回路820に出力し、パルスの位置を示すインデクスをマルチプレクサ500に出力する。

【0139】

【実施形態10】図10は、第10の実施形態を示すブロック図である。図において、パルス量子化回路840は、パルス極性コードブック850を探索し、次式(2

$$D_k = \sum_{q=1}^K [X(m_q) - \beta p_k(q)]^2, \quad k = 0, \dots, 2^B - 1 \quad \dots(26)$$

【0141】

【実施形態11】図11は、本発明の第11の実施形態を示すブロック図である。

【0142】パルス探索回路900は、第2の直交変換回路190から係数 $\omega(i)$ を入力し、それぞれ次式(27)、(28)を最小化するように、第1のパルス及び第2のパルスの位置を、あらかじめ定められた個数 K だけ計算する。そのときの歪み $D_1\omega$ と $D_2\omega$ 、及び第1のパルス、第2のパルスの位置を選択回路810に出力する。

$$D_1\omega = \sum_{i=0}^{M-1} \omega(i) [X(i) - \sum_{k=1}^K A_k \delta(n - m_k - L_q)]^2 \quad \dots(27)$$

$$D_2\omega = \sum_{i=0}^{M-1} \omega(i) [X(i) - \sum_{k=1}^K A_k \delta(n - m_k)]^2 \quad \dots(28)$$

【0145】パルス量子化回路910は、選択回路810で選択されたパルスの位置と、第2の直交変換回路190から出力された係数 $\omega(i)$ を用いて、次式(29)を最小化するように、パルス振幅コードブック920を

$$D_k = \sum_{q=1}^K \omega(i) [X(m_q) - \beta c_k(q)]^2, \quad k = 0, \dots, 2^B - 1 \quad \dots(29)$$

【0147】

【実施形態12】図12は、本発明の第12の実施形態の構成を示すブロック図である。図12において、ピッチ抽出回路210は、図2を参照して説明した前記第2の実施形態におけるピッチ抽出回路と同様の動作を行ない、入力信号からピッチ周期 T を抽出し、ピッチ周波数 f_0 に変換して出力する。

【0148】

【実施形態13】図13は、本発明の第13の実施形態

$$D_1\omega = \sum_{i=0}^{M-1} \omega(i) [X(i) - \sum_{k=1}^K A_k \delta(n - m_k - L_q)]^2 \quad \dots(30)$$

【0151】一方、判別情報が無声のときは、次式(31)に従い第2のパルスを探索する。

$$D_2\omega = \sum_{i=0}^{M-1} \omega(i) [X(i) - \sum_{k=1}^K A_k \delta(n - m_k)]^2 \quad \dots(31)$$

【0153】

【実施形態14】図14は、本発明の第14の実施形態の構成を示すブロック図である。

【0154】図14を参照して、本実施形態において

6)を最小化するパルス極性コードベクトル $p_k(q)$ を選択する。

【0140】

【数19】

【0143】ここで、各パルスのとりうる候補位置をあらかじめ限定しておくこともできる。

【0144】

【数20】

探索し、パルス振幅コードベクトル $c_k(q)$ を選択する。

【0146】

【数21】

の構成を示すブロック図である。

【0149】図13を参照して、本実施形態において、パルス探索回路930は、ピッチ抽出・判別回路260から、ピッチ周波数と判別情報を入力し、第2の直交変換回路190から係数 $\omega(i)$ を入力する。判別情報が有聲のときは、次式(30)に従い第1のパルスを探索する。

【0150】

【数22】

【0152】

【数23】

は、パルス量子化回路950は、第2の直交変換回路190から係数 $\omega(i)$ を入力し、パルス極性コードブック960を用いて次式(32)を最小するように、パルス極性コードベクトルを探索する。

【0155】

$$D_k = \sum_{q=1}^K \omega(1) [X(m_q) - \beta p_k(q)]^2, \quad k = 0, \dots, 2^B - 1 \quad \dots(32)$$

【0156】上記実施形態では、高調波位置の探索、高調波位置の量子化、パルスの探索、パルスの量子化において、DCT変換と同一の長さのN点について処理を施したが、細分化した長さのM点 ($M \leq N$) 毎にこれらの処理を施してもよい。この方が演算量は低減化される。

【0157】直交変換としては、DCT変換以外に、他の周知な変換、例えばMDCT (Modified DCT) 変換等を用いることもできる。

【0158】高調波量子化回路、パルス量子化回路、量子化回路における量子化ビット数は一定としたが、量子化も細分化したM点毎に行なう場合、信号の周波数軸上のパワに依じて、量子化ビット配分を適応的に割り当てることもできる。

【0159】適応ビット配分の方法としては、量子化してスペクトルパラメータを直交変換しパワスペクトルを求め、細分化した区間毎のパワの相対比から配分する方法が知られており、例えば前記文献3等を参照できる。

【0160】量子化回路には、多段ベクトル量子化を使用することでさらに演算量を低減化できる。

【0161】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、入力信号もしくはこれに由来した信号の直交変換に対して、高調波位置をあらかじめ推定して高調波振幅を量子化するか、高調波振幅をパルスで表してパルス振幅を量子化し、これを前記直交変換から除いた成分を量子化する構成としたことにより、直交変換係数のハーモニクス成分を良好に表すことが可能である。

【0162】また、本発明によれば、音質的に重要なハーモニクス成分を除いた成分を量子化しているのので、量子化のビット数を低減化することが可能とされ、ビットレートを低減化しても、従来方式と比べ、良好な音質を提供することができる。

【0163】さらに、本発明によれば、量子化をハーモニクス成分とそれ以外の量子化に分解することで、各々の量子化ビット数を比較的少ない値にすることが可能となり、このため演算量を比較的少ない値に抑えることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施形態の構成を示す図である。

【図2】本発明の第2の実施形態の構成を示す図である。

【図3】本発明の第3の実施形態の構成を示す図である。

【図4】本発明の第4の実施形態の構成を示す図であ

【数24】

る。

【図5】本発明の第5の実施形態の構成を示す図である。

【図6】本発明の第6の実施形態の構成を示す図である。

【図7】本発明の第7の実施形態の構成を示す図である。

【図8】本発明の第8の実施形態の構成を示す図である。

【図9】本発明の第9の実施形態の構成を示す図である。

【図10】本発明の第10の実施形態の構成を示す図である。

【図11】本発明の第11の実施形態の構成を示す図である。

【図12】本発明の第12の実施形態の構成を示す図である。

【図13】本発明の第13の実施形態の構成を示す図である。

【図14】本発明の第14の実施形態の構成を示す図である。

【符号の説明】

110 フレーム分割回路

120 逆フィルタ回路

150 第1の直交変換回路

160 スペクトルパラメータ計算回路

170 スペクトルパラメータ量子化回路

180 インパルス応答回路

190 第2の直交変換回路

200, 210 ピッチ抽出回路

250 高調波推定回路

260 ピッチ抽出・判別回路

300, 320, 600, 630 高調波量子化回路

310, 610 高調波振幅コードブック

330, 640 高調波極性コードブック

350 減算器

400 量子化回路

450, 710 音源コードブック

460, 720 ゲインコードブック

500 マルチプレクサ

800, 850, 900, 930 パルス探索回路

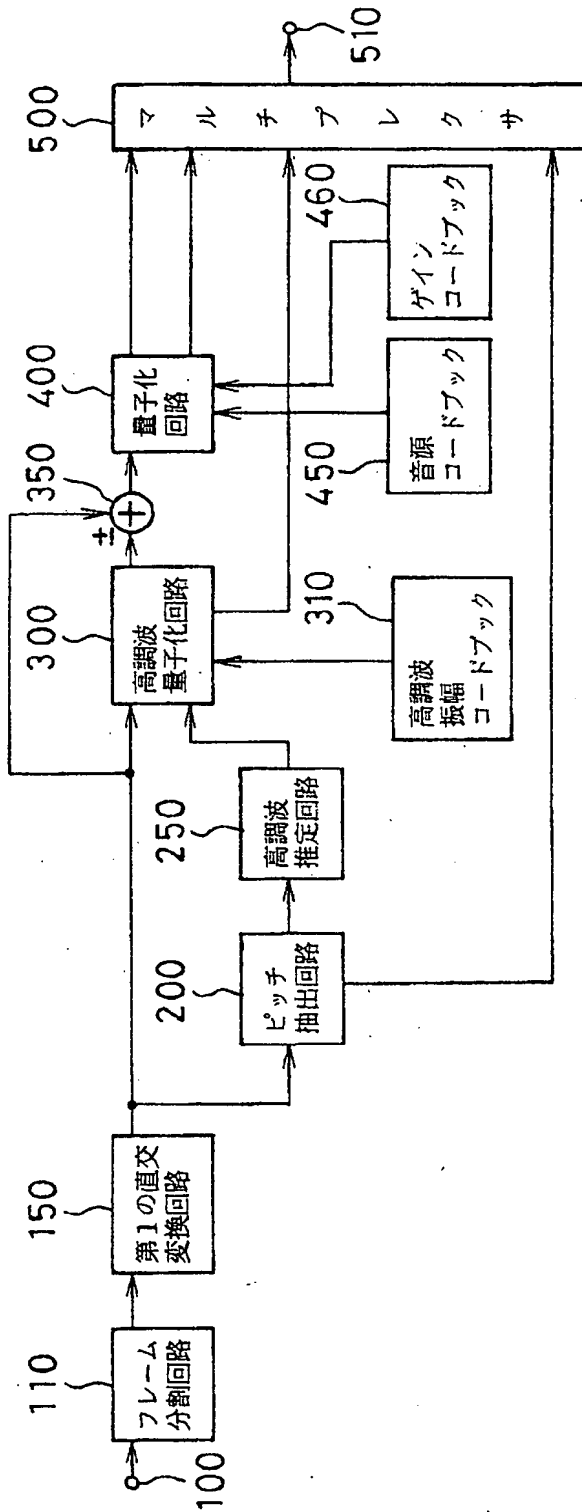
810 選択回路

820, 840, 910, 950 パルス量子化回路

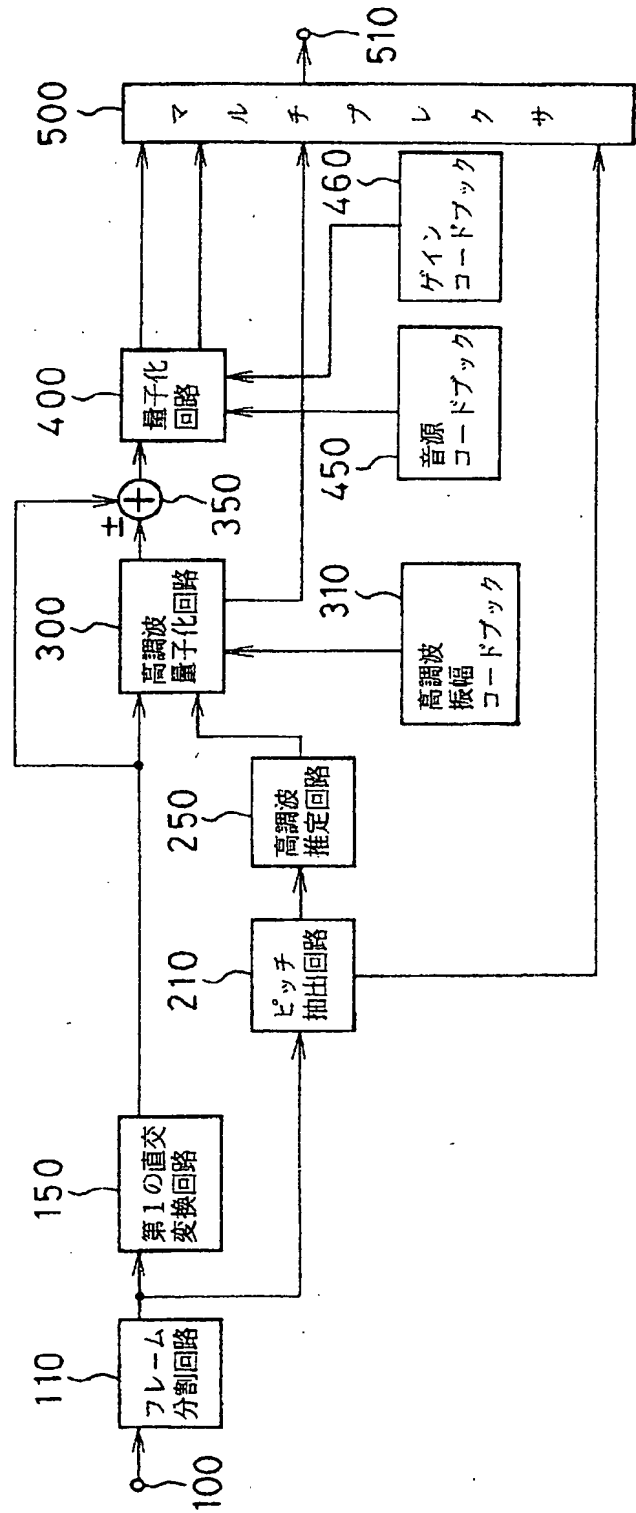
830, 920 パルス振幅コードブック

850, 960 パルス極性コードブック

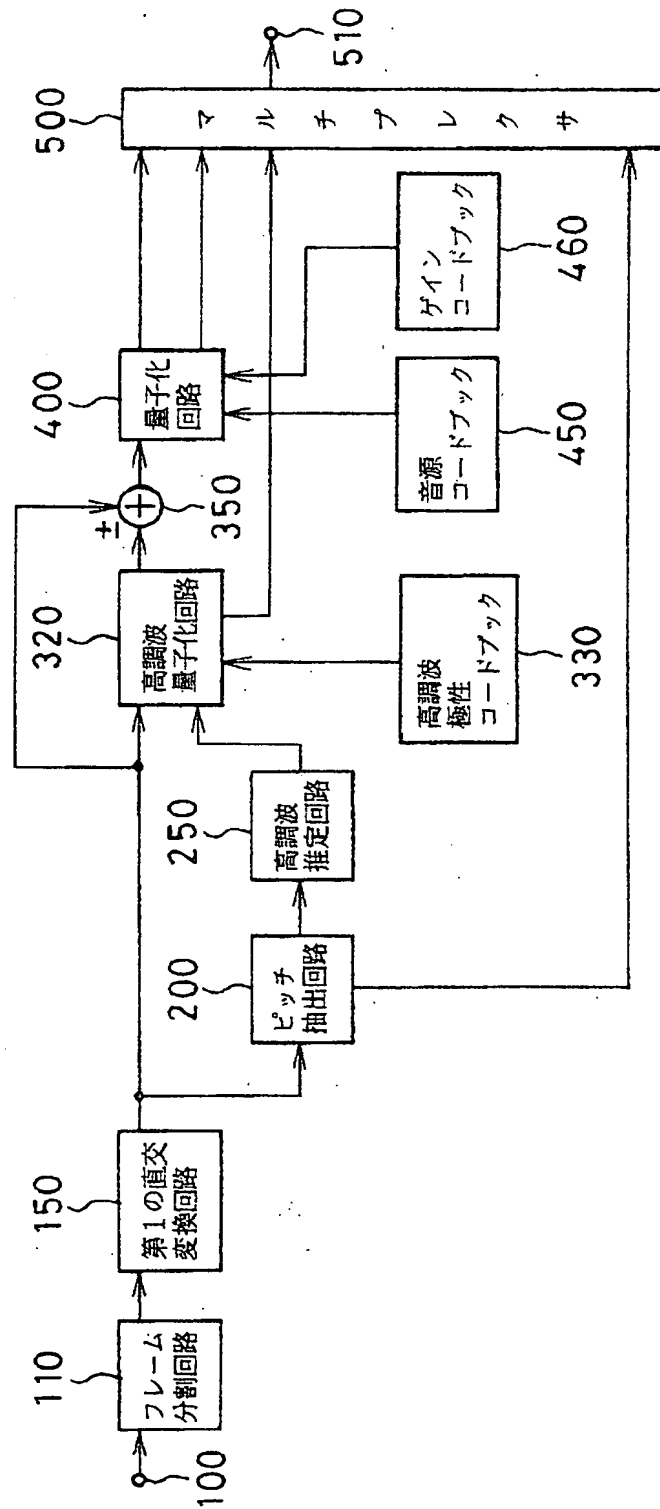
【図1】



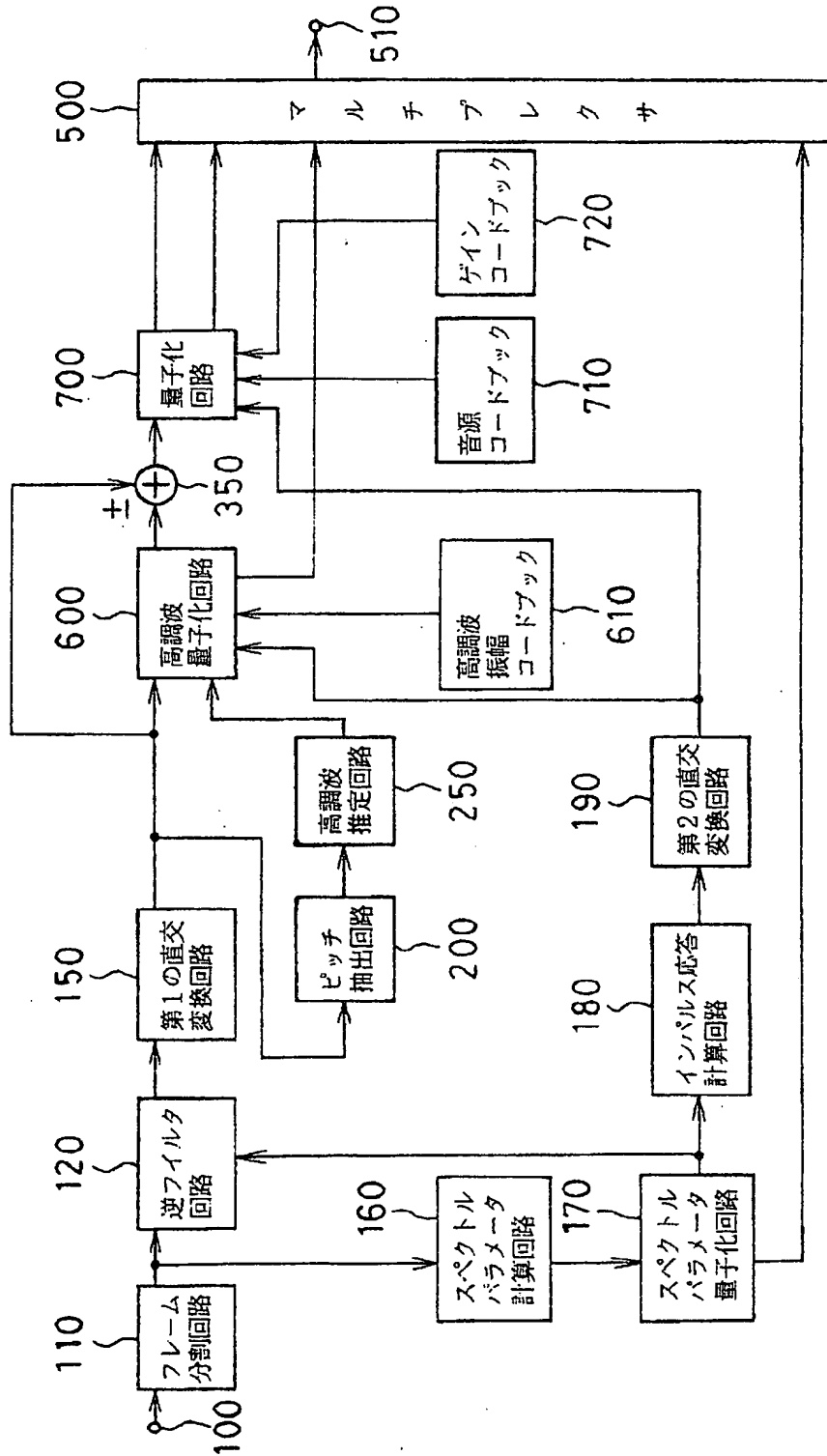
【図2】



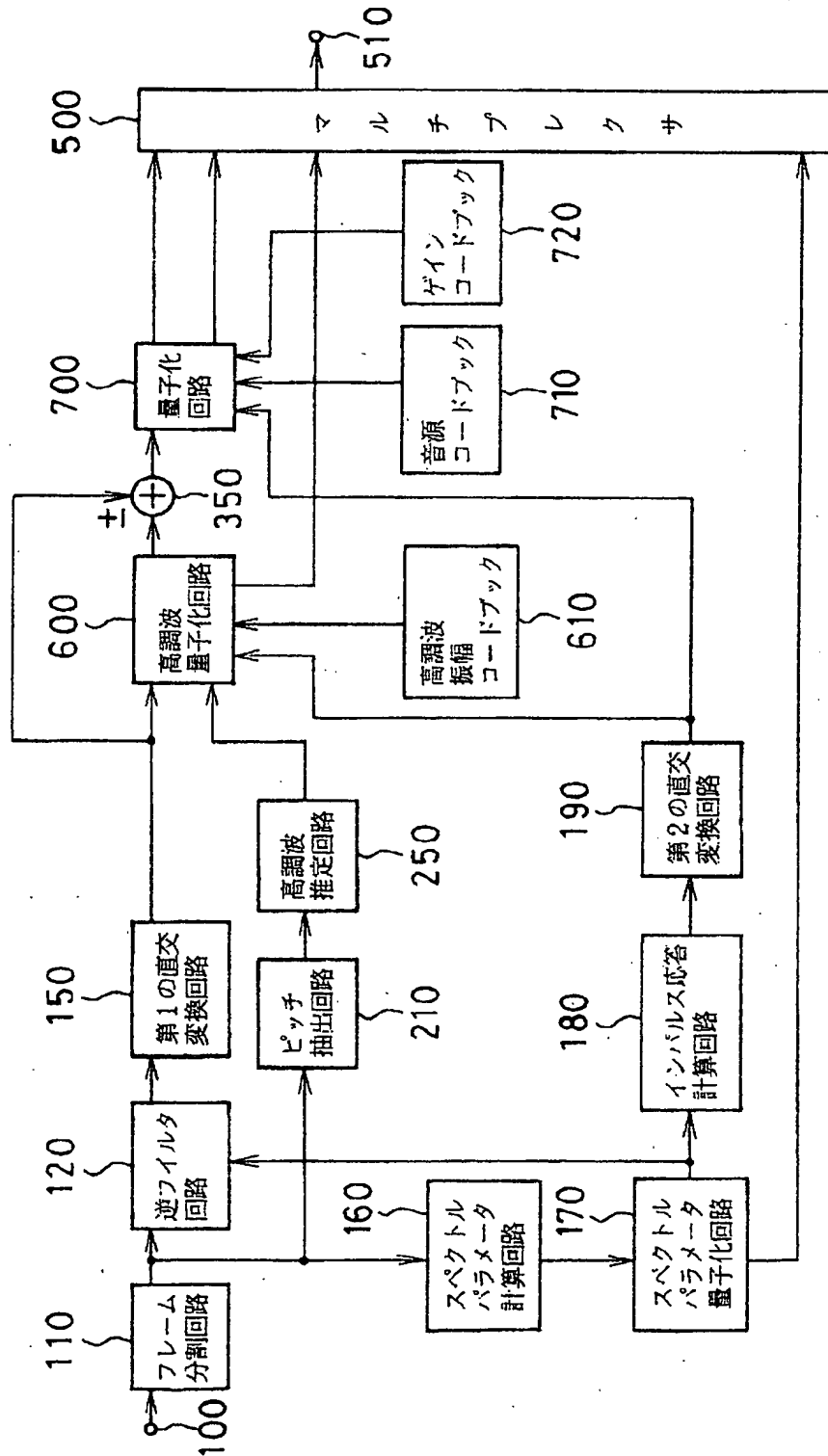
【図3】



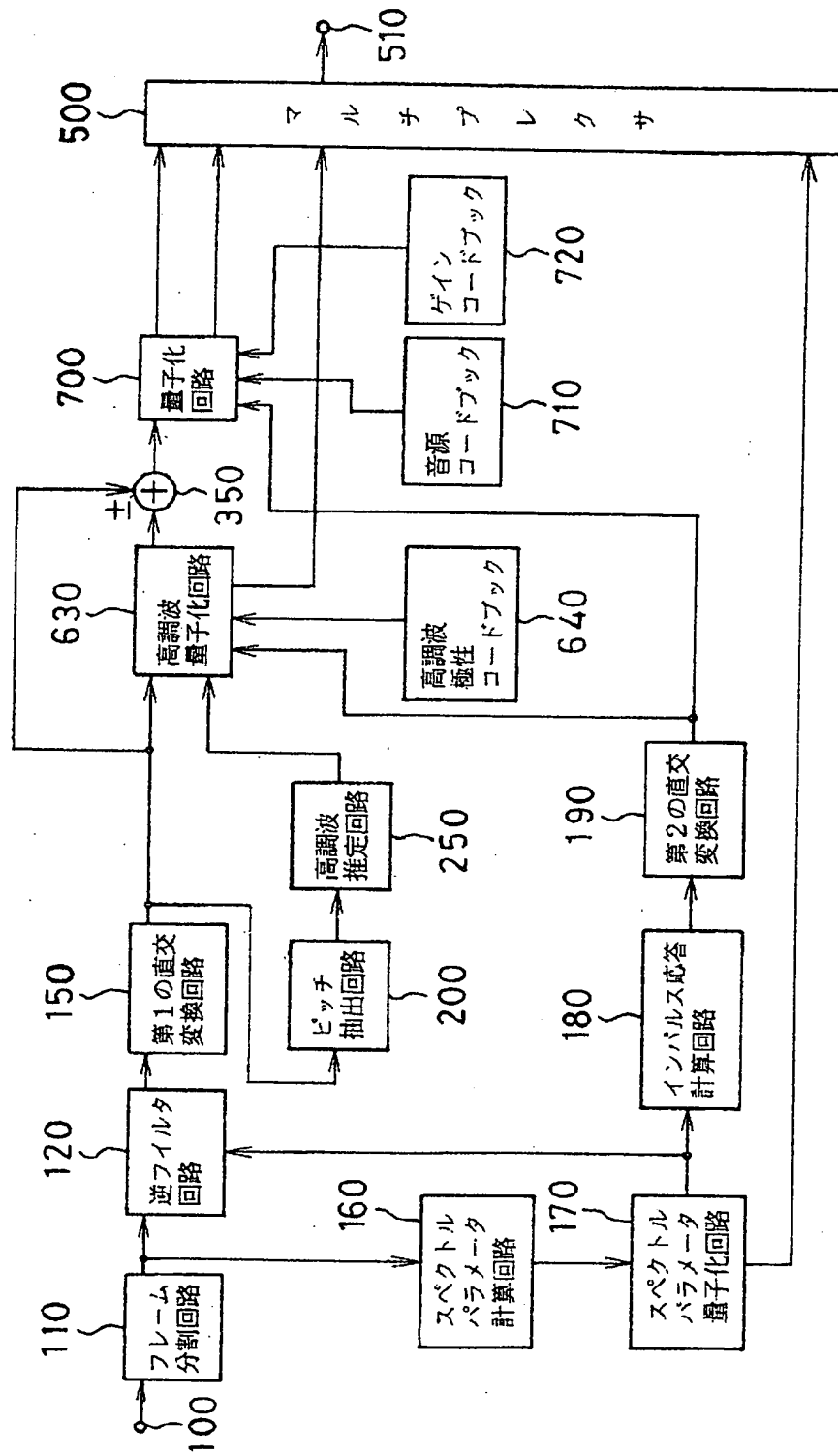
【図4】



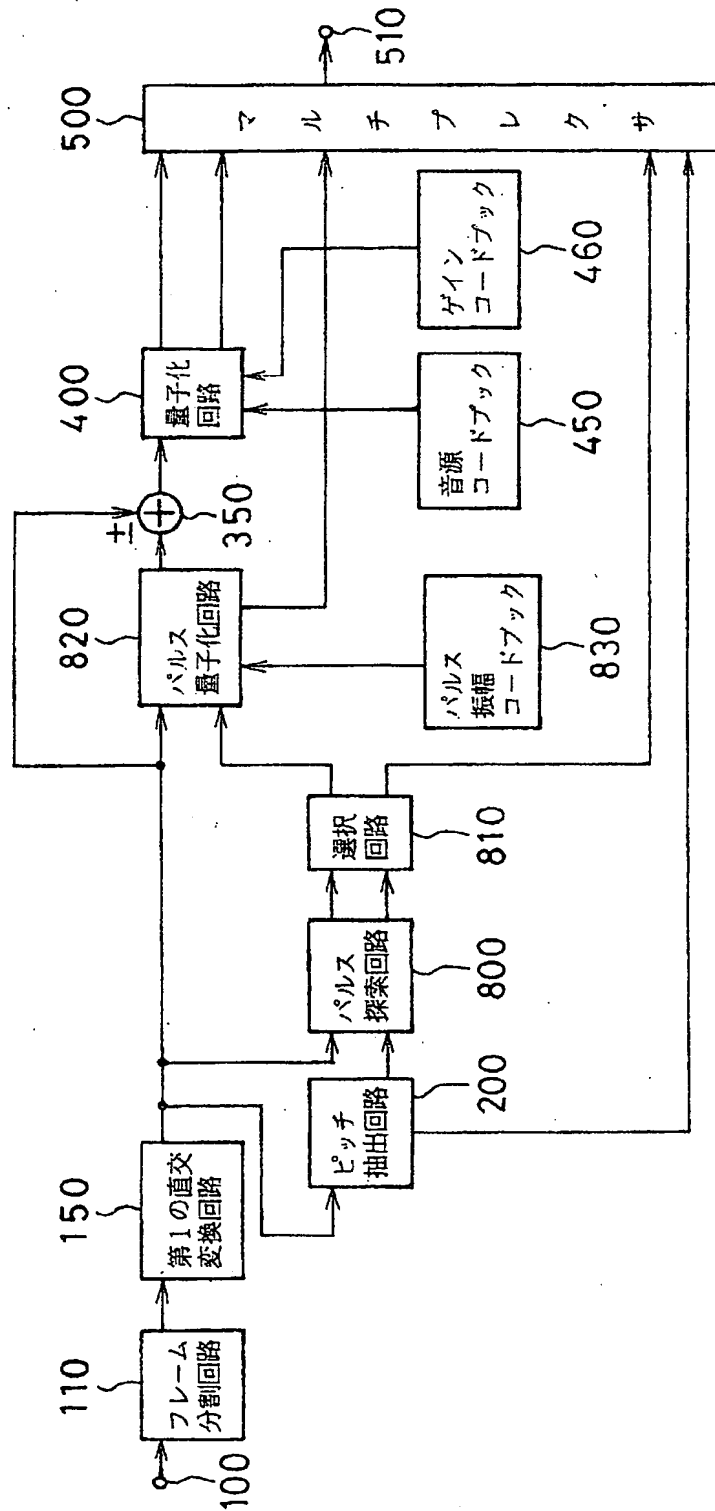
【図5】



【図6】



【図7】



100

110 フレーム分割回路

150 第1の直交変換回路

210 ピッチ抽出回路

800 パルス探索回路

810 選択回路

820 パルス量子化回路

350 \oplus

400 量子化回路

500 マルチプレクサ

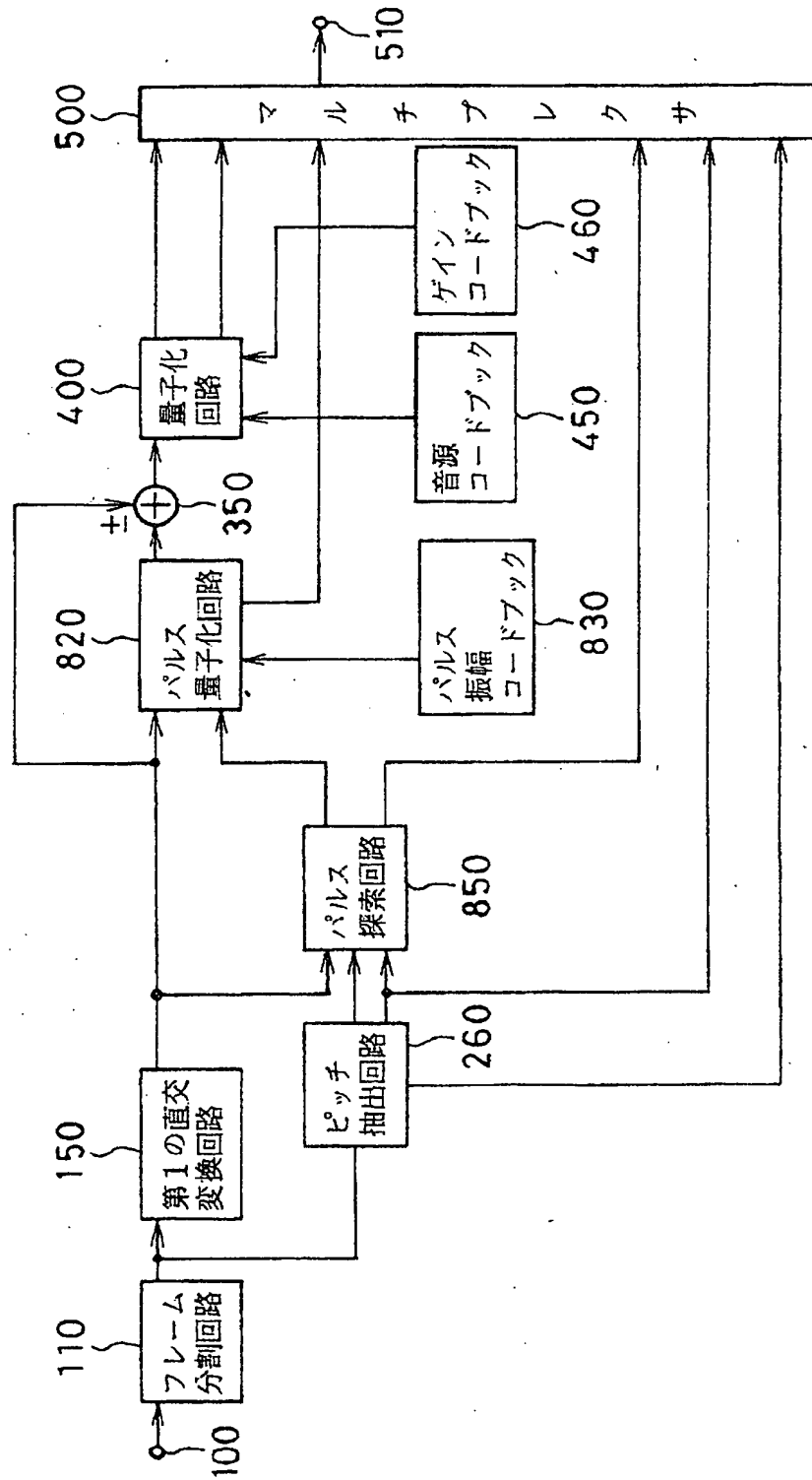
510

830 パルス振幅コードブック

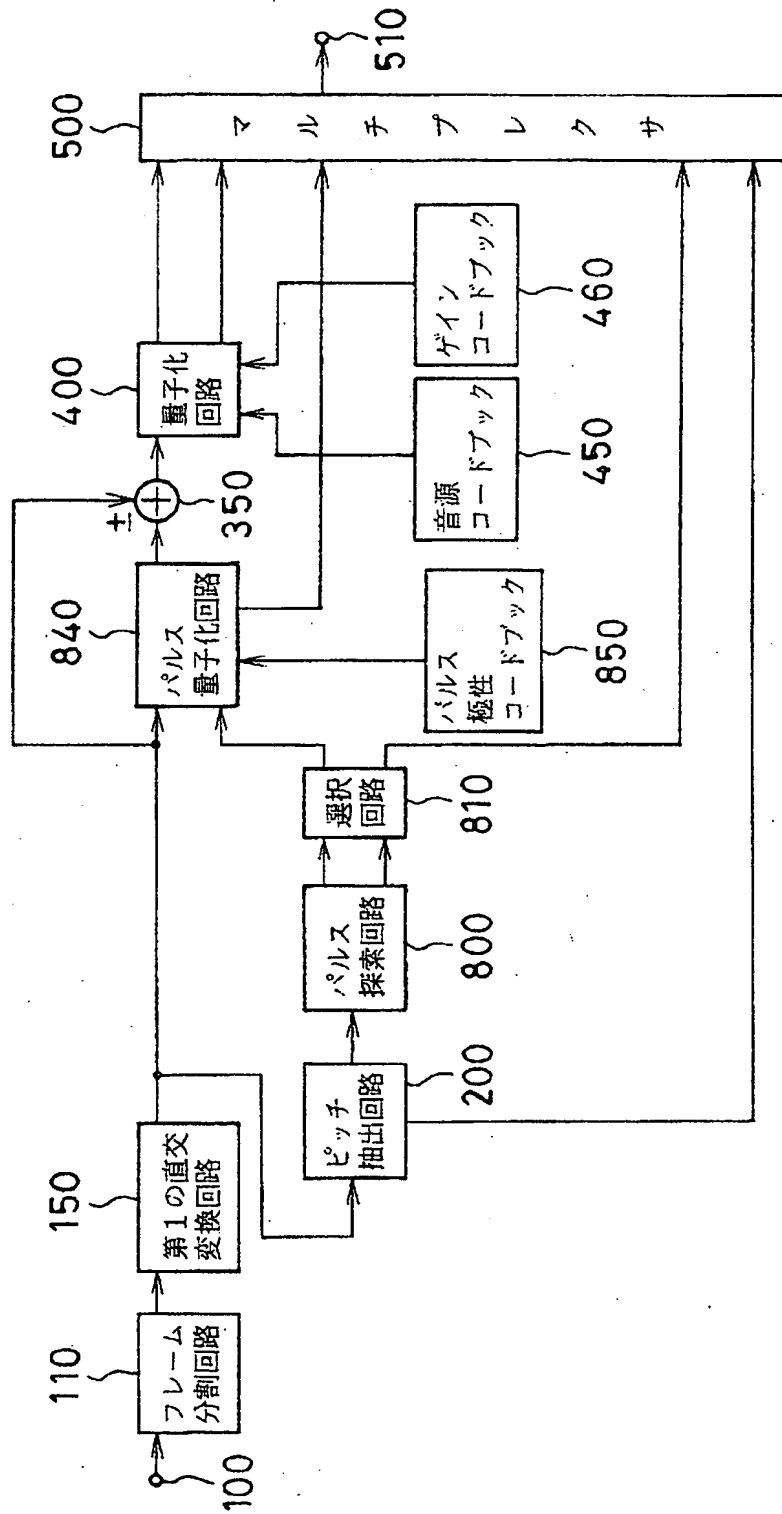
450 音源コードブック

460 ゲインコードブック

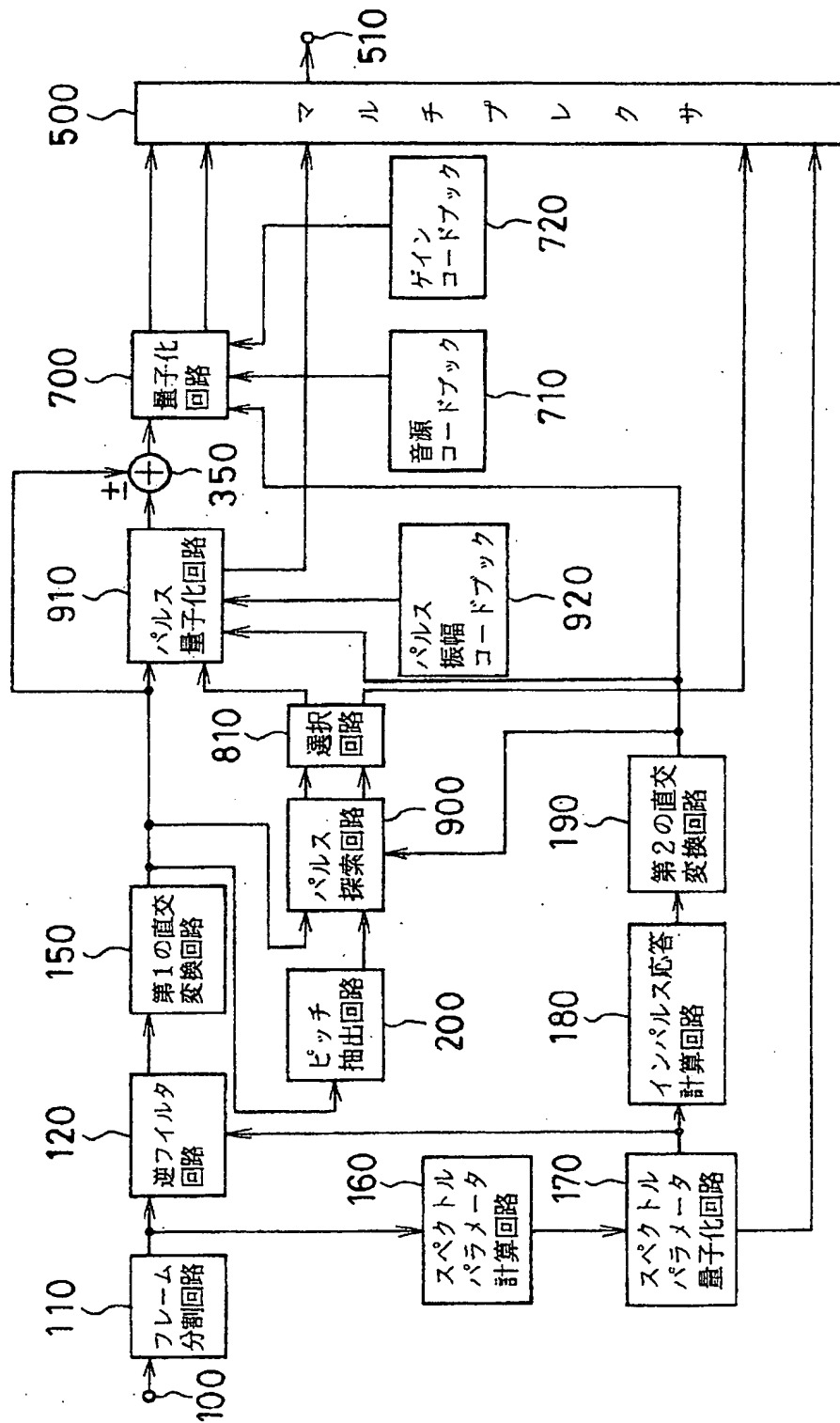
【図9】



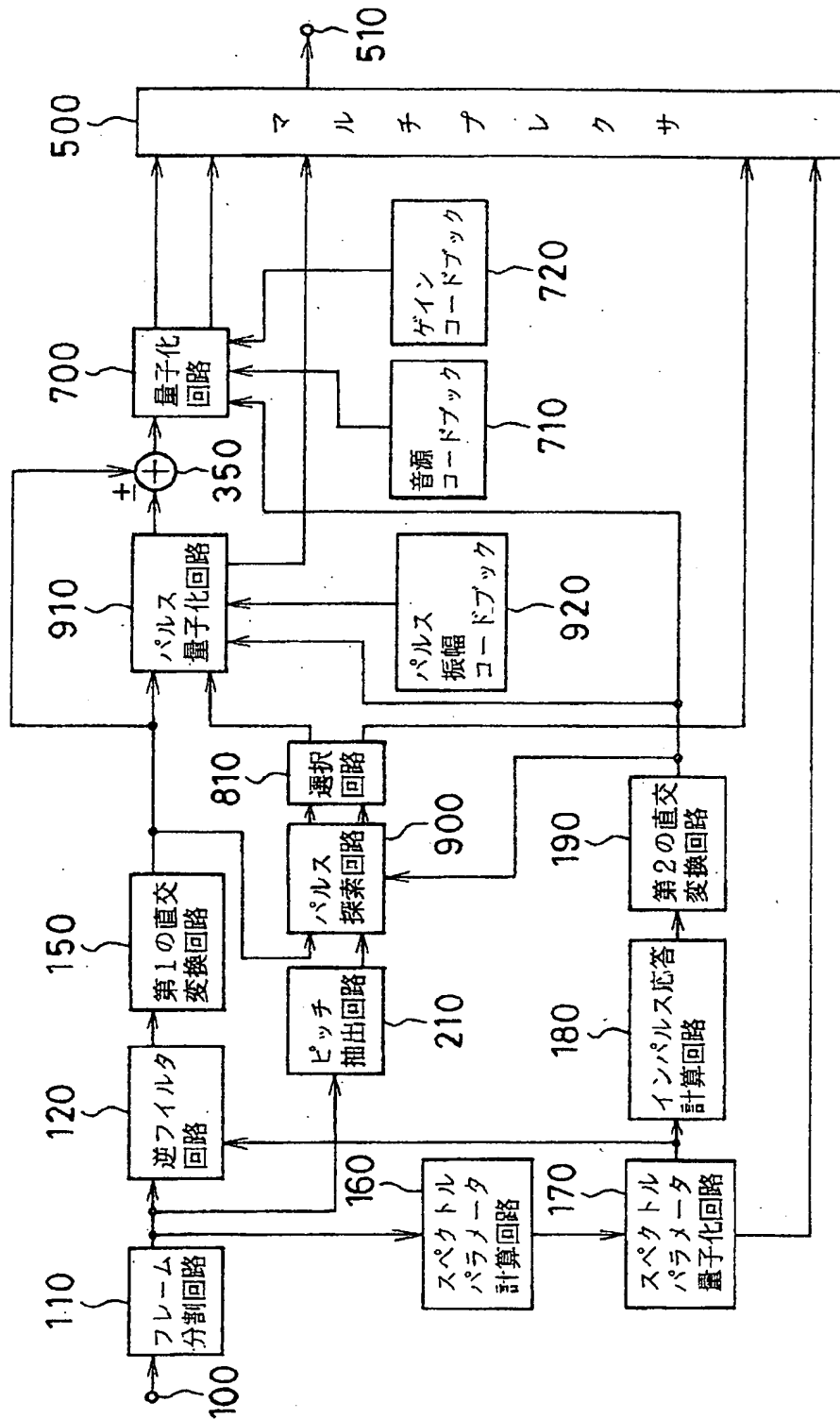
【図10】



【図11】



【図12】



【図14】

